

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-136938

(43)Date of publication of application : 21.05.1999

(51)Int.CI.

H02M 3/28

H02M 3/155

(21)Application number : 09-299779

(71)Applicant : FUJITSU DENSO LTD

(22)Date of filing : 31.10.1997

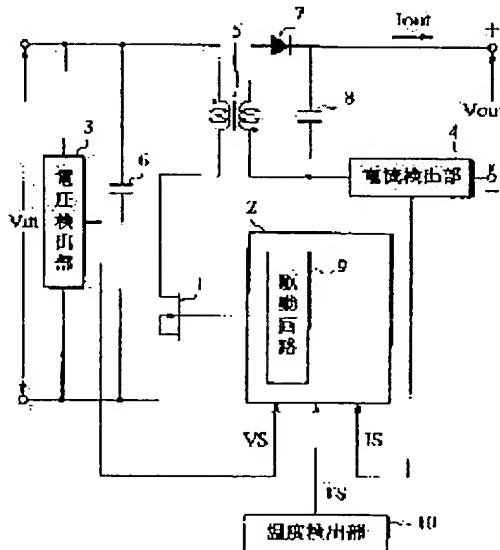
(72)Inventor : HARADA KOSUKE
NAKAHARA MASATOSHI
KOBAYASHI KAZUO
SHIMIZU HISAO
OKUMA TORU

(54) DC-DC CONVERTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To stabilize the control system of a DC-DC converter which controls the turning-on period of a main switch by using an input voltage detecting signal and an output current detecting signal.

SOLUTION: A DC-DC converter is provided with a digital control section 2 which inputs an input voltage detecting signal VS outputted from a voltage detecting section 3, when the section 3 detects an input voltage Vin and an output current detecting signal IS outputted from a current detecting section 4 when the section 4 detects an output current Iout. The control section 2 is constituted for controlling the turning-on period of a main switch 1, in such a way that the section 2 makes the period shorter when the input voltage Vin rises or output voltage Iout decreases and longer, when the input voltage Vin drops or the output current Iout increases. In addition, the control section 2 suppresses the fluctuation of the output voltage Vout due to the temperature by controlling the turning-on period of the main switch 1 which corresponds to the temperature-detecting signal TS of a temperature-detecting section 10.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-136938

(43)公開日 平成11年(1999)5月21日

(51)Int.Cl.⁶
H 02 M 3/28

識別記号

3/155

F I
H 02 M 3/28

3/155

H
K
H
K

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全12頁)

(21)出願番号 特願平9-299779

(22)出願日 平成9年(1997)10月31日

(71)出願人 000237662
富士通電装株式会社
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
(72)発明者 原田 耕介
福岡県福岡市中央区桜坂2丁目4番6号
(72)発明者 中原 正俊
熊本県荒尾市本井手144番地6
(72)発明者 小林 和雄
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
富士通電装株式会社内
(74)代理人 弁理士 柏谷 昭司 (外2名)

最終頁に続く

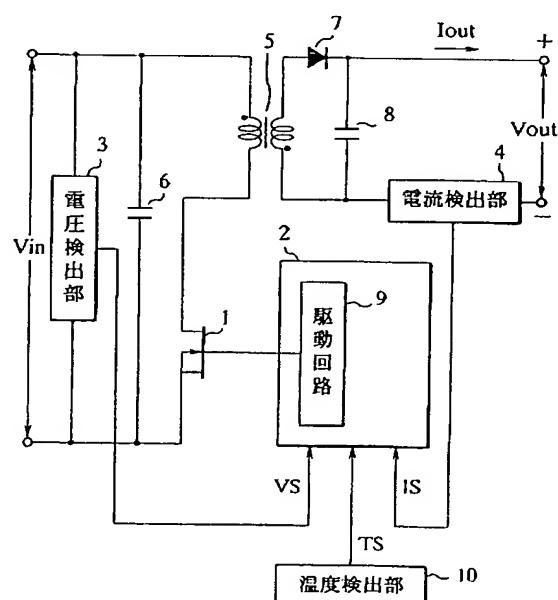
(54)【発明の名称】 DC/DCコンバータ

(57)【要約】

【課題】 入力電圧検出信号と出力電流検出信号とを用いてメインスイッチのオン期間を制御するDC/DCコンバータに関し、制御系の安定化を図る。

【解決手段】 電圧検出部3により入力電圧 V_{in} を検出した入力電圧検出信号 V_S と、電流検出部4により出力電流 I_{out} を検出した出力電流検出信号 I_S とを入力するディジタル制御部2を備え、このディジタル制御部2は、メインスイッチ1のオン期間を、入力電圧 V_{in} の上昇により短くし、下降により長くし、且つ出力電流 I_{out} の増加により長くし、減少により短くするよう制御する構成を備えている。更に、温度による出力電圧 V_{out} の変動を、温度検出部10の温度検出信号 TS に対応したメインスイッチ1のオン期間の制御によって抑圧する。

本発明の第1の実施の形態の説明図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 メインスイッチのオン、オフ制御により出力電圧を安定化するDC/DCコンバータに於いて、電圧検出部による入力電圧検出信号と、電流検出部による出力電流検出信号とを入力し、入力電圧上昇によりオン期間を短く、下降によりオン期間を長くし、出力電流増加によりオン期間を長く、減少によりオン期間を短くして、前記出力電圧を安定化するように、前記メインスイッチのオン期間を制御するディジタル制御部を備えたことを特徴とするDC/DCコンバータ。

【請求項2】 前記ディジタル制御部は、前記電圧検出部の入力電圧検出信号と、前記電流検出部の出力電流検出信号とを基に、前記メインスイッチのオン期間の制御信号を読み出す制御テーブルと、該制御テーブルの読み出制御を行う制御処理部と、前記制御テーブルから読み出した前記制御信号に従って前記メインスイッチのオン、オフ駆動を行う駆動回路とを備えたことを特徴とする請求項1記載のDC/DCコンバータ。

【請求項3】 前記ディジタル制御部の前記制御テーブルは、複数種類の出力電圧の安定化特性を、外部制御信号に応じて前記制御処理部によりテーブル内容の書換え又はテーブルの切替えを行う構成を有することを特徴とする請求項1又は2記載のDC/DCコンバータ。

【請求項4】 前記ディジタル制御部は、前記入力電圧検出信号と前記出力電流検出信号とを基に前記制御テーブルを参照して前記メインスイッチのオン期間を制御すると共に、サンプリング周期毎の前記電圧検出部の入力電圧検出信号の変化分が閾値を超えた時、及び前記電流検出部の出力電流検出信号の変化分が閾値を超えた時に、前記出力電圧の過渡応答を抑制するように前記メインスイッチのオン期間を補正する構成を備えたことを特徴とする請求項1又は2又は3記載のDC/DCコンバータ。

【請求項5】 前記ディジタル制御部の前記制御テーブルは、チョークコイルに流れる電流の不連続領域に於ける前記出力電流に対する前記メインスイッチのオン期間の制御信号に対して、連続領域に於ける前記出力電流に対する前記メインスイッチのオン期間の制御信号を粗くして格納したことを特徴とする請求項1乃至4の何れか1項記載のDC/DCコンバータ。

【請求項6】 前記ディジタル制御部の前記制御テーブルは、前記電圧検出部の入力電圧検出信号と、前記電流検出部の出力電流検出信号と、温度検出部の温度検出信号とをアドレス信号としてアクセスする領域に、前記メインスイッチのオン期間の制御信号を格納した構成を有することを特徴とする請求項1乃至5の何れか1項記載のDC/DCコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、直流の出力電圧を

安定化する為のDC/DCコンバータに関する。直流の入力電圧をスイッチング制御によって安定化した直流の出力電圧とするDC/DCコンバータは、既に各種の構成が提案され、且つ各種の電子機器の安定化電源として実用化されている。このようなDC/DCコンバータは、一般的には、出力電圧を検出してフィールドバック制御する構成が適用されている。このようなフィードバック制御系の安定化が問題となっている。

【0002】

10 【従来の技術】 図11は従来例のフライバックコンバータ構成の説明図であり、図示の極性の入力電圧V_{in}を、トランジストの一次巻線N1に電界効果トランジスタ(FET)等によるメインスイッチSWによってオン、オフして印加し、二次巻線N2に誘起した電圧を整流用のダイオードDによって整流し、平滑用コンデンサC2によって平滑化し、図示の極性の出力電圧V_{out}を検出して設定基準電圧と比較し、誤差分が零に近づくように、制御回路(CONT)によりメインスイッチSWのオン期間を駆動信号P1によって制御するものである。

20 【0003】 即ち、出力電圧V_{out}を検出し、設定基準電圧より高い場合は、メインスイッチSWのオン期間を短くし、反対に、設定基準電圧より低い場合は、メインスイッチSWのオン期間を長くするように制御して、出力電圧V_{out}を設定基準電圧に対応した値となるように安定化するものである。

【0004】 又出力電流を検出する電流検出部を設け、負荷短絡等の過負荷状態の出力電流の時に、出力電圧V_{out}を垂下させてDC/DCコンバータを保護する構成も知られている。

30 【0005】 図12は従来例のブーストコンバータ構成及びバックブーストコンバータ構成の説明図であり、(A)はブーストコンバータ構成の要部を示し、C1は入力側のコンデンサ、Lはリアクトル、SWはメインスイッチ、Dはダイオード、C2は平滑用コンデンサ、CONTは制御回路、V_{in}は入力電圧、V_{out}は出力電圧である。

40 【0006】 リアクトルLとダイオードDとを入力端子と出力端子との間に直列的に接続し、その接続点にメインスイッチSWを接続した構成であり、制御回路CONTによりメインスイッチSWをオンとすると、図示の極性の入力電圧V_{in}は、リアクトルLに直接的に印加されて電流が流れ、励磁エネルギーがリアクトルLに蓄積される。又平滑用コンデンサC2の充電電圧は、ダイオードDに対して逆方向電圧として印加されるから、オン状態のメインスイッチSWを介して放電することを阻止している。

【0007】 次に、メインスイッチSWをオフすると、リアクトルLに蓄積された励磁エネルギーによって、電流の連続性を維持する方向の電圧が発生し、この電圧は入力電圧V_{in}に加算され、ダイオードDを介し

3
て平滑用コンデンサC2に印加されて充電される。従って、図示の極性の出力電圧Voutは、入力電圧VinにリアクトルLによる電圧を加算した値となる。この出力電圧Voutを制御回路CONTによって検出し、設定した一定の出力電圧Voutとなるように、メインスイッチSWのオン期間を制御することになる。

【0008】又図12の(B)は、バックブーストコンバータ構成の要部を示し、(A)と同一符号は同一の名称部分を示し、入力端子と出力端子との間に、メインスイッチSWとダイオードDとを直列的に接続し、その接続点にリアクトルLを接続した構成であり、制御回路CONTは、図示の極性の出力電圧Voutを検出して、設定した電圧となるように、メインスイッチSWのオン、オフを制御する。このメインスイッチSWをオンとすると、図示の極性の入力電圧VinはリアクトルLに印加されて電流が流れ、励磁エネルギーが蓄積される。その時、ダイオードDには逆方向電圧が印加される。

【0009】そして、メインスイッチSWをオフとすると、リアクトルLに流れる電流の連続性を維持する為に電圧が誘起し、ダイオードDに順方向電圧が印加されることになる。このダイオードDを介してリアクトルLに流れる電流により平滑用コンデンサC2が図示の極性(図9の(A)の場合と反対極性)に充電されて、その両端の電圧が出力電圧Voutとなる。この構成のスイッチング電源装置は、昇圧型又は降圧型の何れの構成とすることも可能である。

【0010】図13は従来例のバックコンバータ構成及びフォワードコンバータ構成の説明図であり、(A)はバックコンバータ構成の要部を示し、入力端子間にコンデンサC1を接続し、出力端子間に平滑用コンデンサC2を接続し、入力端子と出力端子との間にメインスイッチSWとリアクトルLとを直列的に接続し、その接続点にダイオードDを接続した構成であり、このダイオードDは、メインスイッチSWをオンとした時に、図示の極性の入力電圧Vinが逆方向電圧として印加される極性となるように接続する。

【0011】制御回路CONTは、図示の極性の出力電圧Voutを検出して、設定した電圧となるように、メインスイッチSWのオン、オフを制御する。このメインスイッチSWをオンとすると、入力電圧VinはリアクトルLを介して出力端子に接続した平滑用コンデンサC2及び負荷に印加される。この時、リアクトルLに印加される電圧VLは、 $VL = Vin - Vout$ となり、リアクトルLはこの電圧VLに従って励磁され、又平滑用コンデンサC2が充電される。

【0012】そして、メインスイッチSWをオフとすると、リアクトルLに流れる電流の連続性維持の特性により誘起された電圧は、ダイオードDに対して順方向の極性となる。従って、平滑用コンデンサC2の充電及び負荷電流の供給が継続される。この構成に於いては、リア

クトルLに蓄積される励磁エネルギーが、入力電圧Vinと出力電圧Voutとの差分に従ったものとなり、降圧型のスイッチング電源装置を構成することになる。

【0013】又図13の(B)はフォワードコンバータ構成の要部を示し、トランジストの一次巻線N1にメインスイッチSWを接続し、入力端子にコンデンサC1を接続し、制御回路CONTによりメインスイッチSWをオン、オフ制御し、トランジストの一次巻線N1に印加する図示の極性の入力電圧Vinをオン、オフする。

【0014】メインスイッチSWをオンとしたことによる二次巻線N2の誘起電圧は、ダイオードDaには順方向、ダイオードDbには逆方向の極性となり、二次巻線N2に流れる電流は、ダイオードDaとリアクトルLとを介して平滑用コンデンサC2の充電電流及び負荷電流となって、リアクトルLには励磁エネルギーが蓄積される。又平滑用コンデンサC2の両端の図示の極性の電圧が output 電圧Voutとなる。制御回路CONTは、この出力電圧Voutを検出し、設定した基準電圧と比較し、誤差を零とするように、パルス幅制御等によってメインスイッチSWのオン期間を制御する。

【0015】又メインスイッチSWをオフとすると、トランジストの二次巻線N2の誘起電圧の極性は反転するから、ダイオードDaには逆方向、ダイオードDbには順方向と電圧となる。しかし、ダイオードDbに対する印加電圧は、ダイオードDaによって阻止される。又リアクトルLは、電流の連続性を維持する為に、蓄積された励磁エネルギーによりダイオードDbには順方向となる電圧が誘起される。従って、平滑用コンデンサC2の充電電流及び負荷電流が供給される。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】従来例のDC/DCコンバータは、前述のように、出力電圧を検出してフィードバック制御を行う構成を有するもので、このフィードバック制御系は、温度、負荷条件、入力電圧条件等によって、ゲイン-位相特性が変化し、安定性に問題がある。即ち、フィードバック制御系は、出力電圧と設定基準電圧との差分を差動増幅器等によって増幅し、その差分が零となるように、メインスイッチのオン期間を制御するものであり、出力電圧の安定性を確保する為には比較的大きなゲインの増幅器を含むことになる。それによって、位相遅れ等の関係を含めて持続振動状態となる場合がある。又このような状態を回避する為には、ゲインを低くすることになるが、応答特性が劣化し、出力電圧の安定性が充分でなくなる問題が生じる。本発明は、安定な制御系により出力電圧を安定化するDC/DCコンバータを提供することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明のDC/DCコンバータは、(1)メインスイッチ1のオン、オフ制御により出力電圧を安定化するDC/DCコンバータに於い

て、電圧検出部3による入力電圧検出信号と、電流検出部4による出力電流検出信号とを入力し、入力電圧上昇によりオン期間を短く、下降によりオン期間を長くし、出力電流増加によりオン期間を長く、減少によりオン期間を短くして、前記出力電圧を安定化するように、前記メインスイッチのオン期間を制御するディジタル制御部2を備えている。

【0018】又(2)ディジタル制御部2は、電圧検出部3の入力電圧検出信号と、電流検出部4の出力電流検出信号とを基に、メインスイッチ1のオン期間の制御信号を読み出す制御テーブルと、この制御テーブルの読み出制御を行う制御処理部と、制御テーブルから読み出した制御信号に従ってメインスイッチ1のオン、オフ制御を行う駆動回路9とを備えている。

【0019】又(3)ディジタル制御部2の制御テーブルは、複数種類の出力電圧の安定化特性を、外部制御信号に応じて前記制御処理部によりテーブル内容の書換え又はテーブルの切替えを行う構成を備えることができる。

【0020】又(4)ディジタル制御部2は、入力電圧検出信号と出力電流検出信号とを基に前記制御テーブルを参照してメインスイッチ1のオン期間を制御すると共に、サンプリング周期毎の電圧検出部3の入力電圧検出信号の変化分が閾値を超えた時、及び電流検出部4の出力電流検出信号の変化分が閾値を超えた時に、出力電圧の過渡応答を抑制するようにメインスイッチ1のオン期間を補正する構成を備えることができる。

【0021】又(5)ディジタル制御部2の制御テーブルは、チョークコイルに流れる電流の不連続領域に於ける前記出力電流に対するメインスイッチ1のオン期間の制御信号に対して、連続領域に於ける出力電流に対するメインスイッチ1のオン期間の制御信号を粗くして格納することができる。

【0022】又(6)ディジタル制御部2の制御テーブルは、電圧検出部3の入力電圧検出信号と、電流検出部4の出力電流検出信号と、温度検出部10の温度検出信号とをアドレス信号としてアクセスする領域に、メインスイッチ1のオン期間の制御信号を格納した構成とすることができます。

【0023】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1の実施の形態の説明図であり、フライバックコンバータ構成に適用した場合を示し、1はメインスイッチ、2はディジタル制御部、3は電圧検出部、4は電流検出部、5はトランス、6は入力側コンデンサ、7はダイオード、8は平滑用コンデンサ、9は駆動回路、10は温度検出部である。

【0024】メインスイッチ1のオン、オフによるトランジスト5の二次巻線の誘起電圧をダイオード7により整流し、平滑用コンデンサ8により平滑化した直流の出力電

圧Voutを負荷に印加するフライバックコンバータの基本的な動作は従来例と同様である。

【0025】この実施の形態に於いては、電圧検出部3により入力電圧Vinを検出してAD変換した入力電圧検出信号VSと、電流検出部4により出力電流Ioutを検出してAD変換した出力電流検出信号ISとを、ディジタル制御部2に入力する。ディジタル制御部2は、プロセッサ等により構成するか又は制御テーブル構成とすることができるものであり、メインスイッチ1のオン期間を、基本的には、入力電圧Vinの上昇によって短くし、下降によって長くし、又出力電流Ioutの増加によって長くし、減少によって短くするように制御する。

【0026】即ち、入力電圧Vinと出力電圧Voutとの関係は、メインスイッチ1、トランジスト5、ダイオード7、平滑用コンデンサ8等の構成に対応して予め調査することができる。同様に、出力電流Ioutと出力電圧Voutとの関係についても予め調査することができる。従って、このような入力電圧Vinと出力電流Ioutと出力電圧Voutとの関連特性に従ってメインスイッチ1のオン期間を制御することにより、出力電圧Voutを安定化することができる。又従来例のような誤差分を増幅してフィードバックする構成を含まないから、安定な制御系を構成することができる。

【0027】又電圧検出部3は、入力電圧Vinに対応して抵抗分圧器と、AD変換器とを含めた構成とし、アナログ検出信号をディジタル検出信号に変換して、入力電圧検出信号VSとすることができます。又電流検出部4は、抵抗による電圧降下により検出する構成、又は脈流電流の検出やコアの磁気飽和現象等を利用したカレントトランスにより検出する構成、又は電流電圧変換器の構成等を適用すると共にAD変換器を含めた構成とし、アナログ検出信号をディジタル検出信号に変換して、出力電流検出信号ISとすることができます。又温度によって出力電圧Voutが変化する場合に、サーミスタ等の温度検出素子と、AD変換器とを含む温度検出部10を設け、温度検出信号TSに従ってメインスイッチ1のオン期間を制御する構成とすることができます。

【0028】図2は入力電圧及び出力電流とデューティとの関係説明図であり、(A)は、横軸を入力電圧Vin、縦軸をデューティDU〔オン期間／(オン期間+オフ期間)〕として示し、入力電圧Vinを上昇するに従ってデューティDUを小さくすることにより、出力電圧Voutを一定化することができる。

【0029】又(B)は、横軸を出力電流Iout、縦軸をデューティDU〔オン期間／(オン期間+オフ期間)〕として示し、出力電流Ioutの増加によりデューティDUを大きくし、減少によりデューティDU(オン期間)を小さくすることにより、出力電流Ioutの変化に対しても出力電圧Voutを一定化することができます。

きる。この場合、出力電流 I_{out} の変化に対するデューティ D_U の制御の感度は低くても良いことが判る。

【0030】図3は本発明の実施の形態のディジタル制御部の要部説明図であり、制御テーブル11を設けた場合の要部を示し、12は制御処理部である。この制御処理部12に、電圧検出部3の入力電圧検出信号 V_S と、電流検出部4の出力電流検出信号 I_S を入力するもので、温度検出部10の温度検出信号 T_S を入力することもできる。

【0031】又制御テーブル11は、アドレス信号 AD 対応の領域に、メインスイッチ1のオン期間を制御する制御信号 DR を格納したもので、制御処理部12は、入力電圧検出信号 V_S と出力電流検出信号 I_S を基に、又は温度検出信号 T_S を含めて、制御テーブル11のアドレス信号 AD を形成するものであり、前述のように、図2の(A)に示す特性に従って、入力電圧 V_{in} が上昇すると、オン期間を短くする制御信号 DR を読み出し、入力電圧 V_{in} が下降すると、オン期間を長くする制御信号 DR を読み出し、又図2の(B)に示す特性に従って、出力電流 I_{out} が増加すると、オン期間を長くする制御信号 DR を読み出し、出力電流 I_{out} が減少すると、オン期間を短くする制御信号 DR を読み出す構成とする。

【0032】又複数種類の出力電圧を選択する場合、制御テーブル11を外部制御信号 EXC によって領域を切替えることにより対処することができる。或いは、この外部制御信号 EXC によって、制御処理部12から制御テーブル11を書き換えることによって対処することもできる。従って、同一の構成で要求される任意の出力電圧 V_{out} の設定が可能である。

【0033】図4は入力電圧と出力電流とデューティとの関係説明図であり、入力電圧 V_{in} が曲線の $c < b < a$ の関係で上昇すると、デューティ D_U は順次小さくなる。又出力電流 I_{out} が I_a を超えて増加した場合は、デューティ D_U を次第に大きくするとしても、その変化は僅かで済み、出力電流 I_{out} が I_a 以下の場合は、出力電流 I_{out} の変化に対応してデューティ D_U の変化を大きくする必要がある。そこで、出力電流 I_{out} が I_a を超えた範囲のデューティ D_U (制御テーブル11に格納する制御信号 DR) を比較的粗いステップで格納し、 I_a 以下の範囲のデューティ D_U を細かいステップで格納することにより、メインスイッチ1のデューティ D_U (オン期間) 制御を正確に行わせると共に、制御テーブル11の必要記憶容量を削減することができる。

【0034】図5は出力電流検出による出力電圧制御の説明図であり、20は直流電源、21はメインスイッチを含むスイッチング部、22はメインスイッチの駆動回路、23はパルス幅変調信号を出力する比較器、24は鋸歯状波発生器、25は出力電流 I_{out} を検出する演

算増幅器、26は出力電流 I_{out} を検出する抵抗、27は負荷を示す。

【0035】スイッチング部21の出力電圧 V_{out} が負荷27に印加され、この負荷27に供給する出力電流 I_{out} は直流電源20のアース側に流れることになり、従って、抵抗26と演算増幅器25とにより出力電流 I_{out} の検出信号を比較電圧 V_r として比較器23に入力し、鋸歯状波発生器24からの鋸歯状波電圧と比較し、比較出力電圧を駆動回路22を介してスイッチング部21のメインスイッチのオン期間を制御することになる。その場合、単純に出力電流 I_{out} の検出信号のみで出力電圧 V_{out} を一定化することは不可能に近いものとなるから、出力電圧 V_{out} を一定化する為の簡単な制御を行うことになる。

【0036】図6は入力電圧と出力電流と比較電圧との関係説明図であり、(A)は鋸歯状波電圧と比較電圧 V_r との関係を示し、(B)は縦軸を比較電圧 V_r [V]、横軸を出力電流 I_{out} [mA] とし、入力電圧 V_{in} [V] をパラメータとして、図5に於ける出力電圧 V_{out} を一定化した場合の関係曲線を示す。この場合、0~200mAの出力電流 I_{out} と、10~20Vの入力電圧 V_{in} との場合の比較電圧 V_r を示す。

この比較電圧 V_r は、鋸歯状波電圧が2~4Vの間の振幅を有する場合について示すもので、この比較電圧 V_r が大きいことは、パルス幅変調信号のパルス幅を狭くすることに相当し、メインスイッチのオン期間は短くなる。反対に、比較電圧 V_r が小さいことは、パルス幅変調信号のパルス幅を広くすることに相当し、メインスイッチのオン期間は長くなる。又入力電圧 V_{in} を一定とすると、出力電流 I_{out} が或る値、例えば、100mA以上の時の出力電圧 V_{out} 一定の為の比較電圧 V_r はほぼ一定とする傾向を有するものである。

【0037】従って、入力電圧 V_{in} と出力電流 I_{out} とが変化しても、出力電圧 V_{out} を一定化する為には、比較電圧 V_r を(B)に示すように制御すれば良いことになる。即ち、入力電圧 V_{in} と出力電流 I_{out} とに対応したパルス幅変調信号が得られるように制御すれば良いことになる。出力電圧 V_{out} を一定化する前の前述の入力電圧 V_{in} と出力電流 I_{out} とに対応したパルス幅制御信号を制御テーブルに格納することになる。

【0038】図7は本発明の実施の形態のディジタル制御部の説明図であり、30は直流電源、31はメインスイッチ SW を含むスイッチング部、32は駆動回路、33はプロセッサ(CPU)、34は制御テーブル、35、36はAD変換器(A/D)、37は演算増幅器、38は負荷、 R_i は電流検出用の抵抗、 R_1 ~ R_4 は抵抗である。

【0039】直流電源30からの入力電圧 V_{in} を抵抗

R1, R2により分圧し、AD変換器35によりデジタル信号に変換してプロセッサ33に入力する。又負荷38に供給するスイッチング部31から供給する出力電流Ioutは、直流電源30のアース側に流れるから、抵抗R1, R3, R4と演算増幅器37による構成によって検出することができる。この検出信号をAD変換器36によりデジタル信号に変換してプロセッサ33に入力する。

【0040】又制御テーブル34は、例えば、入力電圧Vinの検出信号を上位アドレス、出力電流Ioutの検出信号を下位アドレスとして、前述の図6の(B)に示す関係から得られるパルス幅変調信号、即ち、前述の制御信号DRを格納するものである。例えば、入力電圧Vinが17Vで、出力電流Ioutが100mAの時のデューティを50%とすると、制御テーブル34のVin=17, Iout=100のアドレスに、デューティ50%を示す制御信号DRが格納される。

【0041】プロセッサ33は、制御テーブル34から読み出した制御信号DRに従って駆動回路32を介してスイッチング部31のメインスイッチSWのオン期間を制御することにより、出力電圧Voutを、出力電流Ioutが変化した場合でも、又入力電圧Vinが変化した場合でも一定化することができる。

【0042】図8は本発明の実施の第2及び第3の実施の形態の説明図であり、図12と同一符号は同一部分を示し、DCTはデジタル制御部(図1の符号2に相当)、CDTは出力電流Ioutを検出する電流検出部(図1の符号4に相当)を示す。なお、入力電圧Vinを検出する電圧検出部の機能は、デジタル制御部DCTに含まれるものとして、入力電圧Vinを直接的にデジタル制御部DCTに入力する構成を示している。又(A)はブーストコンバータ構成に適用した実施の形態を示し、(B)はバックブーストコンバータ構成に適用した実施の形態を示す。

【0043】図8の(A)のブーストコンバータ構成に於いては、図示の極性の入力電圧Vinと、電流検出部CDTによる出力電流Ioutの検出信号とがデジタル制御部DCTに入力されて、メインスイッチSWのオン期間を制御するもので、このメインスイッチSWのオン期間にリクトルLに蓄積された励磁エネルギーによる電圧が、メインスイッチSWをオフとした時に、入力電圧Vinに加算され、ダイオードDを介してコンデンサC2に印加されて充電される。

【0044】このコンデンサC2の端子電圧が図示の極性の出力電圧Voutとなり、図示を省略した負荷に印加される。又前述の実施の形態と同様に、出力電流Ioutと入力電圧Vinとの変動に対応して、デジタル制御部DCTによりメインスイッチSWのオン期間が制御されて、出力電圧Voutは一定に維持される。

【0045】又図8の(B)のバックブーストコンバータ構成に於いても、図示の極性の入力電圧Vinと、電流検出部CDTによる出力電流Ioutの検出信号とがデジタル制御部DCTに入力されて、メインスイッチSWのオン期間が制御される。このメインスイッチSWのオン期間に、リクトルLに入力される電流によってコンデンサC2に充電され、メインスイッチSWをオフとすると、リクトルLに蓄積された電荷によってコンデンサC2に充電される。

タ構成に於いても、図示の極性の入力電圧Vinと、電流検出部CDTによる出力電流Ioutの検出信号とがデジタル制御部DCTに入力されて、メインスイッチSWのオン期間が制御される。このメインスイッチSWのオン期間にリクトルLに入力電圧Vinによる電流が流れて励磁エネルギーが蓄積され、メインスイッチSWをオフとした時に、この励磁エネルギーによってリクトルLに蓄積された電荷によってコンデンサC2に充電される。このコンデンサC2の端子電圧が出力電圧Voutとなる。

【0046】この実施の形態に於いても、入力電圧Vinと出力電流Ioutとに対応して、デジタル制御部DCTによってメインスイッチSWのオン期間が制御され、出力電圧Voutは一定に維持される。

【0047】図9は本発明の第4及び第5の実施の形態の説明図であり、図13と同一符号は同一部分を示し、DCTはデジタル制御部(図1の符号2に相当)、CDTは出力電流Ioutを検出する電流検出部(図1の符号4に相当)を示す。なお、図8に示す実施の形態と同様に、入力電圧Vinを検出する電圧検出部の機能は、デジタル制御部DCTに含まれるものとして、入力電圧Vinを直接的にデジタル制御部DCTに入力する構成を示している。(A)はバックコンバータ構成の実施の形態を示し、(B)はフォワードコンバータ構成の実施の形態を示す。

【0048】図9の(A)のバックコンバータ構成に於いて、図示の極性の入力電圧Vinと、電流検出部CDTによる出力電流Ioutの検出信号とをデジタル制御部DCTに入力して、メインスイッチSWのオン期間を制御するもので、メインスイッチSWのオン期間に、入力電圧VinによりリクトルLを介してコンデンサC2が充電され、メインスイッチSWをオフとした時に、リクトルLに蓄積された電荷によってコンデンサC2が充電される。このコンデンサC2の端子電圧が出力電圧Voutとなり、入力電圧Vinと出力電流Ioutとに対応して、デジタル制御部DCTによりメインスイッチSWのオン期間を制御して、図示の極性の出力電圧Voutを一定に維持するものである。

【0049】又図9の(B)のフォワードコンバータ構成に於いて、図示の極性の入力電圧Vinと、電流検出部CDTによる出力電流Ioutの検出信号とを、デジタル制御部DCTに入力して、メインスイッチSWのオン期間を制御する。このメインスイッチSWのオン期間に、トランジスタの二次巻線N2の誘起電圧によってダイオードDaとリクトルLとを介してコンデンサC2に充電され、メインスイッチSWをオフとすると、リクトルLに蓄積された電荷によってコンデンサC2に充電される。このコンデンサC2の端子電圧が出力電圧Voutとなる。そして、コンデンサC2の充電電流によってダイオードDbを介してコンデンサC2が充電される。

ンデンサC2の端子電圧が出力電圧Voutとなり、この出力電圧Voutは、入力電圧Vinと出力電流Ioutとに対応してメインスイッチSWのオン期間を制御するディジタル制御部DCTによって一定化される。

【0050】前述の各実施の形態に於いて、ディジタル制御部DCTは、図3に示すように、制御テーブル11と制御処理部12とを含む構成とすることができる。又温度検出部を設けて、コンバータ内の温度を検出し、温度による出力電圧Voutの変動を、メインスイッチSWのオン期間の制御によって抑圧することも可能である。

【0051】図10は過渡状態の動作説明図であり、(A)は図9の(A)のバックコンバータ構成に於ける出力電流Ioutとリアクトル電流ILとの変化状態を示し、出力電流がI1からI2に変化した場合を示す。又(b)は過渡状態に於けるデューティ△Dを示し、(c)は出力電圧Voutの変化を示す。又Tcは制御*

$$\Delta I = \Delta D \cdot V_{in} \cdot T_c / L$$

で表される。

【0054】従って、出力電流IoutがI1からI2※20

$$\Delta D = L (I2 - I1) / (V_{in} \cdot T_c)$$

で表される。即ち、出力電流IoutがI1又はI2の定常状態に於けるデューティD1又はD2に対して、出力電流Ioutが変化した時の過渡状態に於いて、前述の変化量△Dを補正值として、メインスイッチのオン期間を制御するものである。

【0055】その場合、ディジタル制御部2に於いて、制御周期Tc毎にI1-I2を求め、出力電流Ioutの変化分が閾値I_{th}を超えた時に、次の制御周期Tcに於いて、前述のように、I1>I2の条件の場合は、その時のデューティD1を変化量△Dだけ大きくするよう制御し、反対にI1<I2の条件の場合は、その時のデューティD1を変化量△Dだけ小さくするよう制御して、出力電圧Voutの変動を抑制する。

【0056】又ディジタル制御部2に制御テーブルを設★

$$\Delta I' = D1 (V2 - V1) \cdot Td / L$$

で表される。出力電圧Voutの変動を抑制する為に

は、次の制御周期Tcに於いてリアクトルLの電流IL☆

$$\Delta D' \cdot V2 \cdot Tc / L = D1 (V2 - V1) \cdot Td / L$$

となるから、その変化量△D'は、

$$\Delta D' = D1 (V2 - V1) \cdot Td / (V2 \cdot Tc)$$

となる。即ち、ディジタル制御部2に於いて(5)式に従った演算により、デューティの変化量△D'を補正值として、メインスイッチ1のオン期間を制御することになる。

【0059】又ディジタル制御部2に制御テーブルを設けてデューティを示す制御信号を格納した場合は、入力電圧Vinの変化分が閾値V_{th}を超えた時に、V1>V2の条件の場合は、その時のデューティD1に、+△D'を補正值として付加し、又V1<V2の条件の場合

$$\Delta D' = D1 (V2 - V1) \cdot Td / (V2 \cdot Tc)$$

は、その時のデューティD1に、-△D'を補正值として付加した制御信号を読出るようにアドレス制御を行うことになる。

【0060】各種の構成に於いて、入力電圧Vinの変動及び出力電流Ioutの変動による過渡状態に於ける出力電圧Voutの変動を抑制するように、メインスイッチ1を制御する為のデューティに補正值を付加して制御することができる。又第1乃至第5の実施の形態のみに限定されるものではなく、他の構成のDC/DCコン

* 周期を示す。

【0052】出力電流IoutがI1又はI2の定常状態の場合は、出力電流とリアクトルLに流れる電流の平均値とは等しくなる。従って、出力電流IoutがI1からI2に変化した時、リアクトルLに流れる電流も追従して変化しようとするが、インダクタンスによる応答遅れにより、リアクトルLに流れる電流ILは、Tdの時間遅れで、一転鎖線で示すように変化する。それによって、出力電圧Voutが低下するように変動する。

【0053】そこで、出力電流Ioutが大きく変化した時の出力電圧Voutの変動を抑制するように、メインスイッチのオン期間を補正值によって制御するものであり、メインスイッチのオン期間を制御する為のデューティを△D変化させた時、制御周期Tcに於けるリアクトルLの電流ILの変化量△Iは、出力電圧Voutを一定と見做し、且つリアクトルのインダクタンスをLとして、

$$\dots (1)$$

*に変化した過渡状態に於けるデューティの変化量△D
は、

$$\dots (2)$$

★けてデューティを示す制御信号を格納した場合は、出力電流Ioutの変化分が閾値I_{th}を超えた時に、I1>I2か、又はI1<I2かの条件に対応して、変化量△Dを補正值とした制御信号を読出るようにアドレス制御を行うことになる。

【0057】又(B)は入力電圧Vinの変化の場合を示し、入力電圧Vinが(a)に示すように、V1からV2に変化した場合、デューティを(b)に示すよう、D1からD2に変化させることになるが、制御遅れTdにより、リアクトルLの電流ILは(c)に示すように、入力電圧Vinの上昇に従って上昇し、出力電圧Voutも(d)に示すように上昇する。

【0058】入力電圧VinがV1からV2に変化したことによるリアクトルLの電流ILの変化量△I'は、

$$\dots (3)$$

☆を元の値に戻すように制御すれば良いことになる。そこで、デューティの変化量を△D' とすると、

$$\dots (4)$$

$$\Delta D' = D1 (V2 - V1) \cdot Td / (V2 \cdot Tc)$$

は、その時のデューティD1に、-△D'を補正值として付加した制御信号を読出るようにアドレス制御を行うことになる。

【0060】各種の構成に於いて、入力電圧Vinの変動及び出力電流Ioutの変動による過渡状態に於ける出力電圧Voutの変動を抑制するように、メインスイッチ1を制御する為のデューティに補正值を付加して制御することができる。又第1乃至第5の実施の形態のみに限定されるものではなく、他の構成のDC/DCコン

バータに対しても本発明を適用することができる。

【0061】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、電圧検出部3による入力電圧検出信号 V_S と、電流検出部4による出力電流検出信号 I_S とをデジタル制御部2に入力し、出力電圧 V_{out} を安定化するように、メインスイッチ1のオン期間を制御するものであり、誤差分を増幅するようなフィードバック制御系を含まないことにより、安定な出力電圧 V_{out} の制御系を構成することができる利点がある。又メインスイッチ1のオン、オフ制御をデジタル制御によって行うことができるから、集積回路化も容易であり、構成を小型化することができる利点もある。出力電圧が変動する要因の温度等を検出して、出力電圧 V_{out} を安定化するようにメインスイッチ1のオン期間の制御を行うことも簡単にできる。

【0062】又メインスイッチ1のオン、オフを制御する制御信号を格納した制御テーブルを設けることにより、デジタル制御部2の構成を更に簡素化することができ、且つ出力電圧 V_{out} の設定を、制御テーブルの制御信号の書換え、又は複数種類の制御信号が格納された領域の切替えによって行うことも可能となり、同一のハード構成により各種の出力電圧 V_{out} に対応することができるから、コストダウンを図ることができる利点がある。

【0063】又入力電圧 V_{in} 又は出力電流 I_{out} の急変時等に於ける出力電圧 V_{out} の変動を抑圧するよう、補正值を演算により、或いは制御テーブルにより求めて制御することができる。従って、出力電圧 V_{out} を検出しなくても、出力電圧 V_{out} を安定化することができます。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態の説明図である。

【図2】入力電圧及び出力電流とデューティとの関係説

* 明図である。

【図3】本発明の実施の形態のデジタル制御部の要部説明図である。

【図4】入力電圧と出力電流とデューティとの関係説明図である。

【図5】出力電流検出による出力電圧制御の説明図である。

【図6】入力電圧と出力電流と比較電圧との関係説明図である。

10 【図7】本発明の実施の形態のデジタル制御部の説明図である。

【図8】本発明の第2及び第3の実施の形態の説明図である。

【図9】本発明の第4及び第5の実施の形態の説明図である。

【図10】過渡状態の動作説明図である。

【図11】従来例のフライバックコンバータ構成の説明図である。

【図12】従来例のブーストコンバータ構成及びバックブーストコンバータ構成の説明図である。

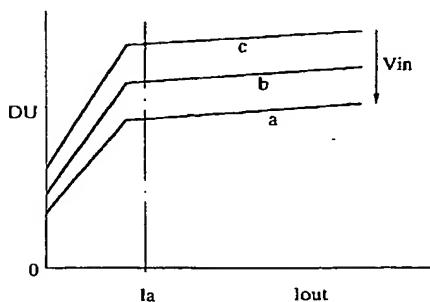
【図13】従来例のバックコンバータ構成及びフォワードコンバータ構成の説明図である。

【符号の説明】

- 1 メインスイッチ
- 2 デジタル制御部
- 3 電圧検出部
- 4 電流検出部
- 5 トランジ
- 6 入力側コンデンサ
- 7 ダイオード
- 8 平滑用コンデンサ
- 9 駆動回路
- 10 温度検出部

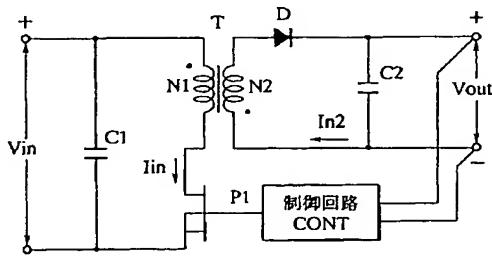
【図4】

入力電圧と出力電流とデューティとの関係説明図



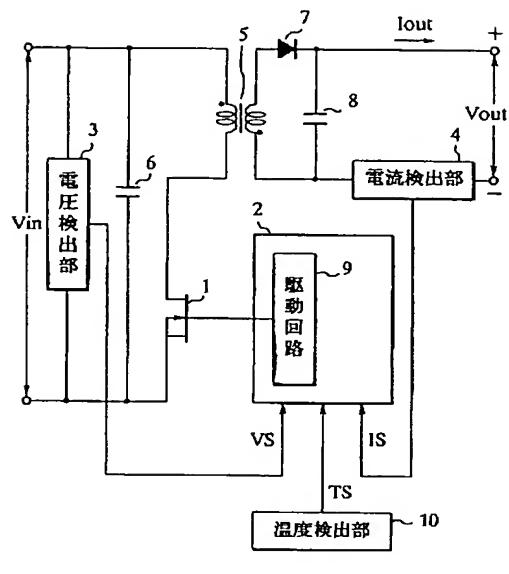
【図11】

従来例のフライバックコンバータ構成の説明図



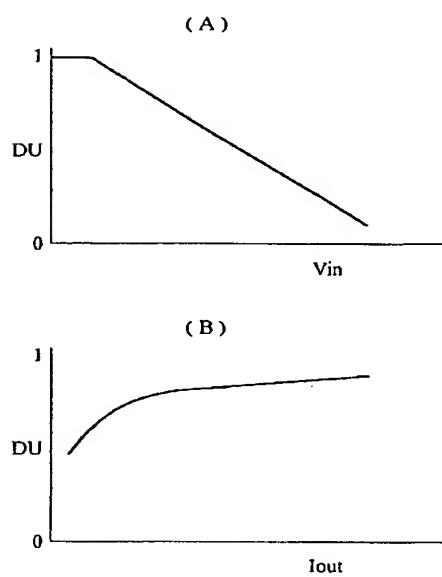
【図1】

本発明の第1の実施の形態の説明図



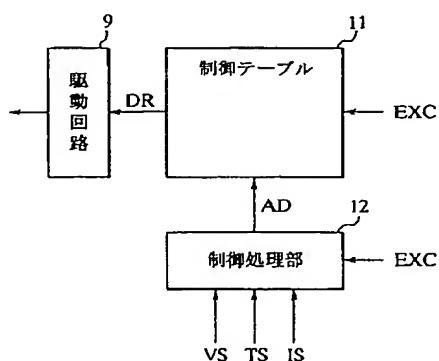
【図2】

入力電圧及び出力電流とデューティとの関係説明図



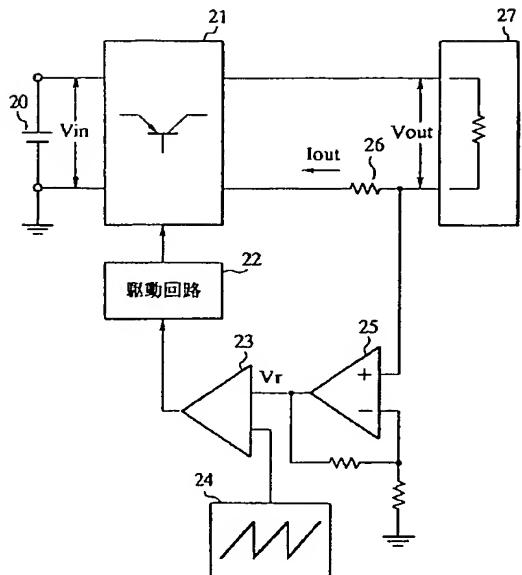
【図3】

本発明の実施の形態のディジタル制御部の要部説明図



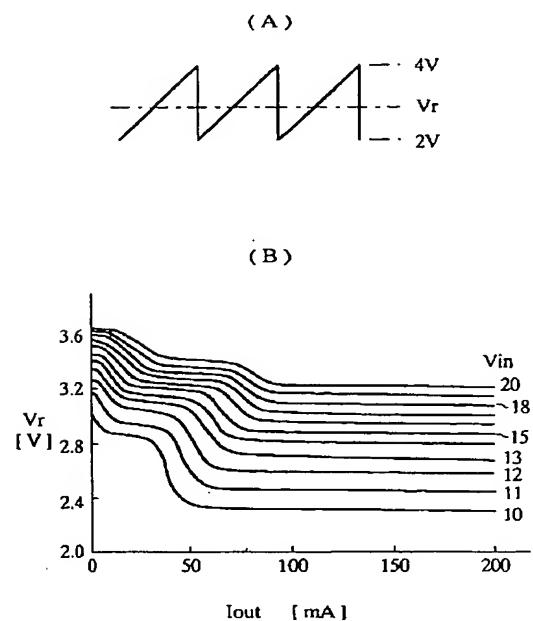
【図5】

出力電流検出による出力電圧制御の説明図



【図6】

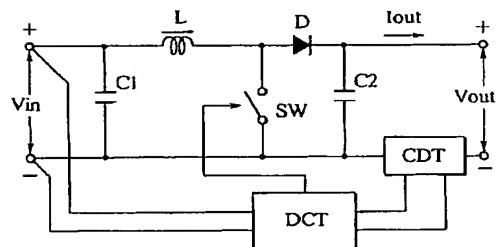
入力電圧と出力電流と比較電圧との関係説明図



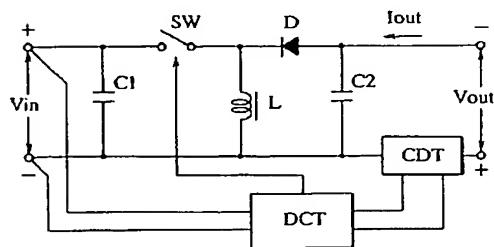
【図8】

本発明の第2及び第3の実施の形態の説明図

(A)

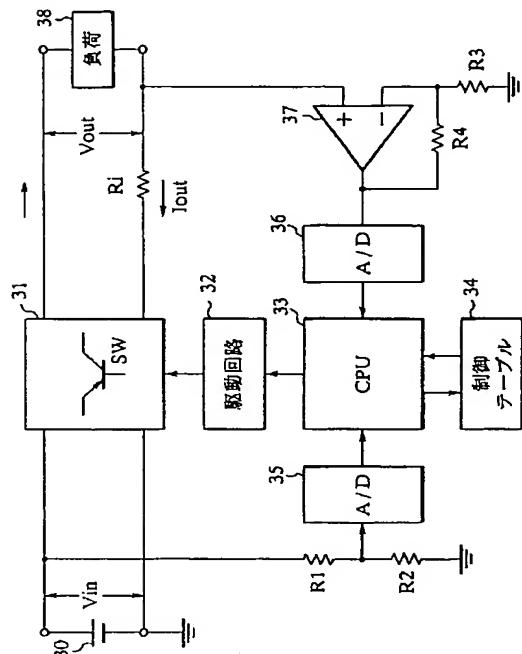


(B)



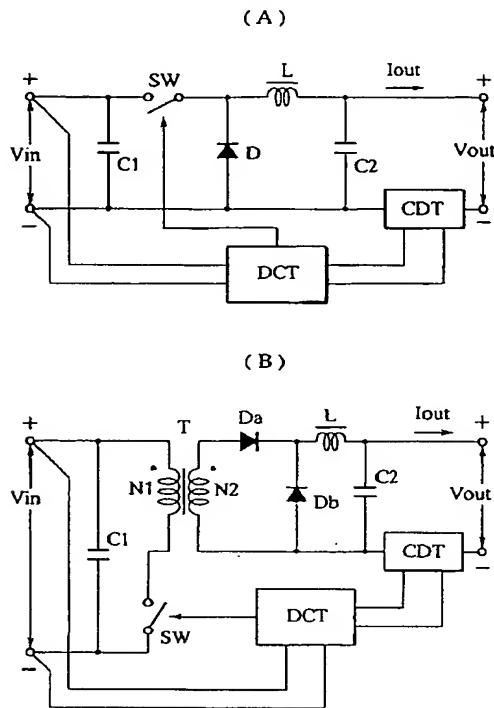
【図7】

本発明の実施の形態のデジタル制御部の説明図



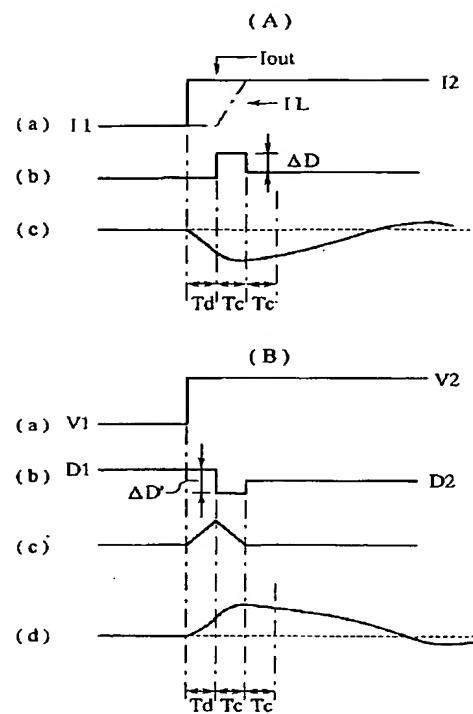
【図9】

本発明の第4及び第5の実施の形態の説明図



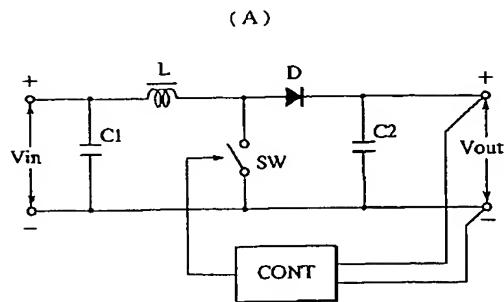
【図10】

過度状態の動作説明図

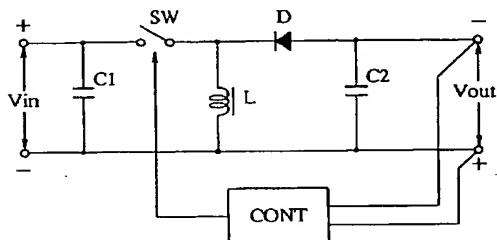


[図12]

従来例のブーストコンバータ構成及び バックブーストコンバータ構成の説明図

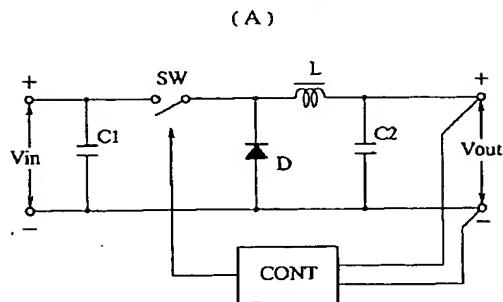


(B)

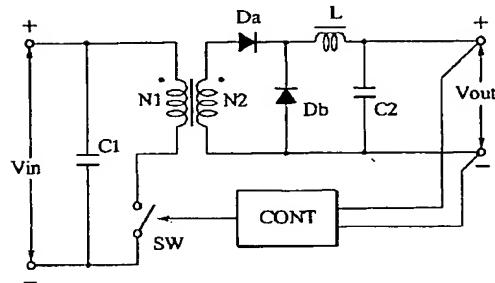


〔図13〕

従来例のバックコンバータ構成及び フォワードコンバータ構成の説明図



(B)



フロントページの続き

(72)発明者 清水 久雄
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
富士通電装株式会社内

(72)発明者 大熊 徹
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
富士通電装株式会社内